

平面变压器中并联绕组的均流设计

旷建军, 阮新波, 任小永

(南京航空航天大学航空电源重点实验室, 江苏省 南京市 210016)

CONSIDERATION FOR CURRENT SHARING AMONG PARALLEL WINDINGS IN PLANAR TRANSFORMERS

KUANG Jian-jun, RUAN Xin-bo, REN Xiao-yong

(Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, Nanjing 210016, Jiangsu Province, China)

ABSTRACT: In order to enhance the current handling capacity of the windings, it is a very common practice to use parallel windings in low voltage and high current DC/DC converters. Because of high-frequency effects (namely skin effect and proximity effect), the current flowing through those windings may be not equally divided among them, resulting in high ac resistance. Based on symmetrical structure of winding arrangement and voltage balance in parallel windings, a way for winding arrangement is derived, which makes current share in the windings with even number of layers. Finite Element Analysis (FEA) and test prove its correction and effectiveness.

KEY WORDS: Planar transformer; Parallel windings; AC resistance; Winding arrangement

摘要: 在低压大电流 DC/DC 模块电源中, 为了增加绕组的载流能力, 经常使用并联绕组。由于电磁场的高频效应(集肤效应和邻近效应), 可能导致电流在各并联绕组层中不均分, 产生较高的交流电阻。该文基于绕组布置的结构对称性和并联绕组两端电压相等的原理, 推导得到在所有偶数层中, 使电流在各并联绕组中分布一致的绕组布置方法。并通过有限元分析软件和实验证实了此绕组布置方法的正确性和有效性。

关键词: 平面变压器; 并联绕组; 交流电阻; 绕组布置

1 引言

平面变压器是一种呈低高度扁平状的变压器, 具有高功率密度、高效率 and 电磁干扰小等优点。符合当今开关电源“短、小、轻、薄”的发展趋势^[1-2], 可广泛应用于低压大电流的场合^[3-5]。作为一种新型磁性元件, 平面变压器和传统变压器的设计有很大的不同, 特别是绕组设计相关的技术。为了充分实现平面变压器的优点, 不少科技工作者对平面变

器绕组设计相关的技术做了大量的研究工作, 特别是美国 CPES (Center for Power Electronics Systems) 做了大量开创性的工作^[6-11]。在文献[6]中作者通过对平面变压器绕组的有限元分析证明了边缘效应使绕组损耗增加, 找到了使绕组交流电阻减小的绕组之间的最佳距离, 并指出当绕组原副边宽度相等并布置在磁芯窗口中心时, 可大大减少边缘效应的影响。在文献[7-8]中作者通过有限元分析, 指出在绕组的布置上利用原副边绕组交叉换位技术(即将原副边的绕组交错布置)可以减少绕组的交流电阻和漏感, 同时对用漆包线、里兹线、铜箔和 PCB 板等材料构成平面变压器的绕组进行了对比分析。在文献[9]中作者指出平面变压器副边绕组的端部将引起漏感较大的增加, 并提出解决此问题的方法。在文献[10-11]中作者对平面变压器优化设计的算法进行了研究。此外其它单位的科技工作者也对平面变压器绕组设计相关的技术做了不少的研究工作^[12-18], 所有这些研究工作对平面变压器绕组的设计具有实用的指导意义。

另外由于输出电流大, 平面变压器的副边经常使用并联绕组。在直流时, 各并联绕组中的电流由各绕组的直流电阻关系来确定。一般来说其直流电阻是一样的, 故总电流在各并联绕组中均分。但在高频时, 由于趋肤和邻近效应的影响, 电流在各并联绕组中通常不再保持均分, 使变压器绕组的交流电阻增加。如在一个 4:1 的一个平面变压器中, 原边 4 匝由 4 层绕组串联而成, 副边 1 匝由 4 层绕组并联而成(如图 1(a)所示)。图 1(b)为绕组在磁芯窗口中的普通布置方案(其中铜层宽度为 5mm, 厚度为 0.07mm, 各层之间的绝缘层厚度为 0.10mm,

基金项目: 霍英东教育基金会高等院校青年教师基金(91058)。

P 代表原边绕组，S 代表副边绕组，本文所有绕组布置方案的仿真条件都和此处一样，频率都为 200kHz)。通过电磁场有限元仿真得到的电流在各绕组层中分布如图 1(c)所示。可见电流在并联绕组中的分布很不一致，因此如何使并联绕组中的电流分布一致，减少交流电阻就是一个现实的问题。

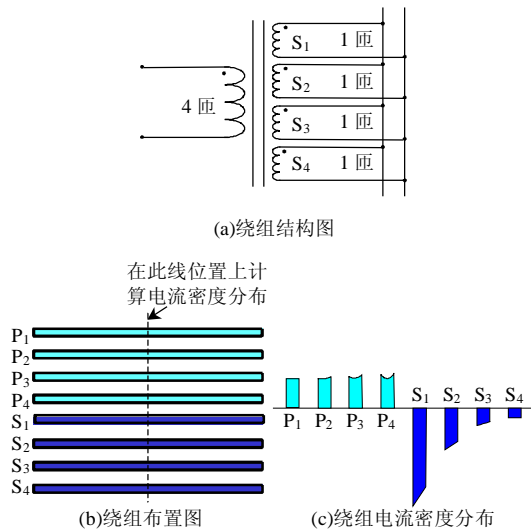


图 1 变压器的结构与绕组中电流密度分布图
Fig.1 Winding structure of transformer and current density distribution in windings

为了减少平面变压器并联绕组的交流电阻，文献[17]建议使用原副边绕组交叉换位的方法。平面变压器绕组一般是多层绕组，大多在 6~10 层左右，多的接近 20 层，这样原副边绕组之间存在很多的交叉换位方案，因此选择合适的方案，使并联绕组中的电流尽量一致，减少绕组的交流电阻，就成为设计平面变压器并联绕组的重点和难点。文献[17]通过对一个 12 层绕组构成 2:1 的变压器采用尝试找到了使电流在并联绕组中分布一致的绕组布置方案，但没有形成系统的方法。

文献[18]利用绕组结构上的几何对称性，得到电流在各并联绕组中分布一致的方法。以 4 层绕组（原边由 2 层绕组串联而成，副边由 2 层绕组并联而成，构成一个 2:1 的绕组）来说明文献[18]中的方法。从图 2(a)中可以看出：把绕组分为上下两部分，这两部分在结构上是对称的，所以电流在这两部分的分布也是对称的，即流经并联绕组中 S₁ 中的电流等于流经 S₂ 中的电流。图 2(b)为 4 层绕组的另一种对称布置方案，故并联绕组中的电流在此布置方案中也是相等的。对图 2(a)和 2(b)的两种绕组布置方案进行电磁场有限元仿真得到的电流密度分布如图 3 所示，电流在并联绕组中均分。以图 2(a)

和 2(b)的两种绕组布置分别作为 8 层绕组布置的上半部分，就得到两种 8 层绕组对称布置（如图 4 所示，其中原边由 4 层绕组串联而成，副边由 4 层绕组并联而成，构成一个 4:1 的绕组）。因此在图 4(a)中流经并联绕组中 S₁ 中的电流等于流经 S₄ 中的电流，流经绕组层 S₂ 的电流等于流经 S₃ 中的电流。将它的上半部分拿出来研究（即为 4 层绕组），在绕组结构上它是对称的，S₁ 和 S₂ 中的电流相等，所以副边电流在各并联绕组中均分。同理在图 4(b)中，电流在各并联绕组中也是相等的。对图 4(a)和图 4(b)的绕组布置进行电磁场有限元仿真得到的电流密度分布如图 5 所示，可见电流在并联绕组中均分。以图 4(a)和图 4(b) 两种绕组布置分别作为 16 层绕组布置的上半部分，就可以得到两种使电流在各并联层中分布一致的两种 16 层对称结构，同理可以得到 32, 64 层...，即 2ⁿ 层（n 为大于 1 的自然数）的绕组对称布置使电流在并联绕组中分布一致。但这种方法对绕组层数限制很多。

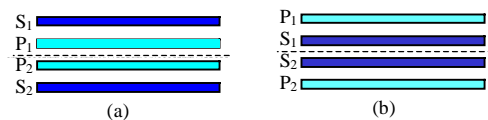


图 2 对称绕组布置图(4 层)
Fig.2 Symmetrical windings arrangement (4 layers)

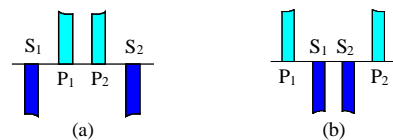


图 3 对称绕组电流密度分布图(4 层)
Fig.3 Current density distribution in symmetrical windings (4 layers)

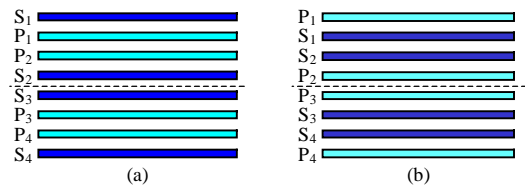


图 4 对称绕组布置图(8 层)
Fig.4 Symmetrical windings arrangement (8 layers)

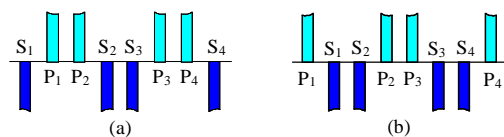


图 5 对称绕组电流密度分布图(8 层)
Fig.5 Current density distribution in symmetrical windings (8 layers)

本文在文献[18]的基础之上，利用并联绕组两端电压相等的原理，得到使电流在各并联绕组中电

流分布一致的更加灵活的绕组布置方法。

2 并联绕组的均流布置方法

2.1 利用各并联绕组电压平衡原理得到更加灵活的布置方法

利用第1节中介绍绕组布置的几何对称性,来取得电流在各并联绕组中相等和并联绕组两端电压相等的原理,找到使电流在各并联绕组中电流分布一致的较灵活的绕组布置方法。下面以图4(b)所示的变压器的绕组布置得到图6所示的绕组布置为例来说明。

由于平面变压器一般用于低压大电流的场合,副边通常为1匝。所以本节为方便叙述,把副边都假设为1匝,且每层上的绕组都假设为1匝。对于理想变压器满足关系

$$N_p i_p = N_s i_s \quad (1)$$

式中 N_p 和 N_s 分别为变压器原边和副边的匝数; i_p 和 i_s 分别为变压器原边和副边电流。

图4(b)为原副边变比为4:1的变压器,由8层绕组构成,其中原边由4层构成,每层为1匝,串联起来组成4匝,副边也由4层构成,每层为1匝,并联起来作为副边1匝。所以

$$N_p = 4 \quad (2)$$

$$N_s = 1 \quad (3)$$

将式(2)和(3)代入式(1)得

$$i_s = 4i_p \quad (4)$$

由于原边为串联且每层为1匝,所以原边每层中的电流都等于 i_p 。副边1匝由4层绕组并联而成,由于在图4(b)的绕组布置中副边电流在各并联绕组中均分,所以副边每层中的电流为四分之一 i_s ,根据式(4)可知原边每层中的电流和副边每层中的电流都相等。由于副边是并联连接,各并联层上的电流分配必须保证各并联层上的电压平衡,所以按图4(b)对称方法布置的并联绕组两端电压是相等的。从图4(b)中去掉下面2层(即移除绕组层 S_4 、 P_4),所得6层绕组布置如图6所示。假设其余绕组中电流分布不变,由于去掉的2层是原副边各1层,电流方向相反,同时由前面所述它们中的电流大小相等,按安培环路定律确定绕组各层表面上的磁场强度的方法,可知去掉它们将不影响其它层表面的磁场强度。同时根据电磁场的关系,可知绕组层中的电流分布是由绕组层表面的磁场强度唯一决定的^[19],绕组层表面的磁场强度不变就保证了假设电流分布

不变的合理性。同时由于电流分布不变,所以剩下的并联层的两段电压还是保持平衡的。即电流在各并联绕组层中分布一致是按图6布置的6层绕组的电磁场方程的一个解。而根据实际问题,此问题应该只有唯一解,所以电流在各并联层中相等,就是此问题的解。图7为此绕组布置的电流密度分布的有限元仿真结果。可见结果和分析是一致的。变换后的6层绕组,原边由3匝绕组串联而成,副边由3匝并联而成,满足变压器变比3:1的要求。同时变换后的变压器原边电流等于原边绕组中每一层中的电流,副边电流等于副边3层并联绕组电流的和,由于原副边绕组中的每层电流的大小都相等,所以变换后它满足变压器的关系式(1)。

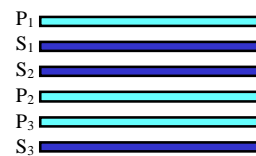


图6 绕组布置图(6层)

Fig. 6 Windings arrangement (6 layers)

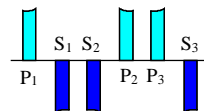


图7 电流密度分布图(6层)

Fig. 7 Current density distribution(6 layers)

同理可以把此方法推广到其它层数的绕组中去。如变比为8:1的基于绕组几何结构的对称可获得电流在各并联绕组中分布一致的16层绕组,从下面去掉原副边各1层,变成14层,根据以上原理可获得变比为7:1,电流在各并联层中分布一致的绕组结构。在此14层的基础之上,从下面去掉原副边各1层,变成12层,根据以上原理可获得变比为6:1,电流在各并联层中分布一致的绕组结构。在此12层的基础之上,从下面去掉原副边各1层,变成10层,可获得变比为5:1,电流在各并联层中分布一致的绕组结构。所以按此方法可以得到使电流在4层、6层、8层、10层...所有偶数层中各并联绕组电流分布一致的绕组布置方法。

为了进一步验证绕组布置方法的正确性,对10层和12层的绕组布置进行了仿真。图8和图9为有限元仿真结果。可见电流在各层分布是一致的。

2.2 对2.1小结中绕组布置方法的扩展应用

在某些应用场合,变压器的变比和绕组层数由于实际条件的限制,可能并不满足小节2.1的假设条件,所以本小节对2.1节得到的绕组布置方案进行扩

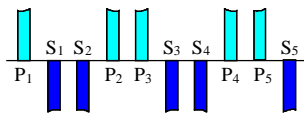


图 8 电流密度分布图(10层)

Fig.8 Current density distribution (10 layers)

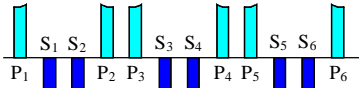


图 9 电流密度分布图(12层)

Fig.9 Current density distribution (12 layers)

展应用。根据电磁场关系，可以知道在不改变绕组表面场强的情况下，就不会改变绕组内部的电流分布。根据这一原则，可以对绕组布置进行一些变换。

由第 1 节可知 4 层绕组的对称布置可获得电流在各并联绕组中均分的 2:1 的绕组结构。但有时为了减少绕组的交流电阻，希望用更多的绕组层数，在此用 6 层和 8 层绕组结构来说明。先用 6 层绕组来获得变比为 2:1，电流在各并联层中均分的绕组结构。把图 4(a)中 8 层绕组结构的相邻的两层 P_1P_2 合并为一层、 P_3P_4 合并为另一层，这样并没有改变并联绕组表面场强的分布，所以电流在各并联绕组中的分布还是一致的，同时原边变为两匝从而获得变比为 2:1 使电流在各并联绕组中均分的 6 层绕组布置，图 10 为变换后的有限元仿真结果，和分析结果是一致的。有时希望用 8 层绕组来获得 2:1 的绕组结构，这可以把图 4(a)中 8 层绕组结构的 P_1P_2 两层串联， P_3P_4 两层也串联，然后再把它们并联，这样并没有改变并联绕组表面场强的分布，所以电流在各并联绕组中的分布还是一致的，同时原边变为两匝从而获得变比为 2:1 的使电流在各并联绕组中均分的 8 层绕组布置，图 11 就是变换后的有限元仿真结果，和分析结果是一致的。

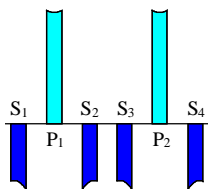


图 10 变换后的电流密度分布(6层)

Fig.10 Current density distribution after transformation (6 layers)

另一方面，有时候副边要求 2 匝或多匝。在这方面也可以推广，这里以副边要求是 2 匝为例，所用的方法可以推广到其它匝数的情况。仍以图 4(a)中的 8 层绕组的对称布置来说明，将 4 层副边绕组中的 S_1S_2 串联、 S_3S_4 串联后，再把它们并联。假设

电流分布不变，这种情况下，能保证并联绕组的电压平衡，由于实际情况此问题有唯一解，所以电流在并联绕组中分布一致是此问题的解。对绕组中电流密度分布进行有限元仿真，其结果与副边为 1 匝的绕组结构的电流分布相同，如图 11 所示。可见仿真结果和分析是一致的。

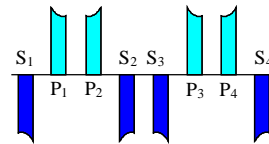


图 11 变换后的电流密度分布(8层)

Fig.11 Current density distribution after transformation (8 layers)

利用以上绕组结构上的合并和连接上的串联和并联变换，可较方便地改变变压器的变比。使节 2.1 得到的电流在各并联层中均分的绕组布置方法可以应用于更多的实际场合。

3 实验验证

对 6 层绕组的情况进行了实验验证，虽然实验看不到电流分布，但只要绕组的交流电阻最小，就证明了节 2.1 中的绕组布置方法的有效性。

实验条件为：磁芯为 3F3 材料 PHILIPS 公司的 EI18 平面磁芯。绕组由 6 层铜箔构成，铜箔厚度为 0.1mm，宽度为 3mm。每层为 1 匝，其中 3 层绕组串联作为原边 3 匝绕组，另外 3 层绕组并联作为副边 1 匝绕组，构成变比为 3:1 的平面变压器。6 种绕组布置方案如图 12 所示，其中方案 1 是按小结 2.1 的布置方法得到的。在 200kHz 用 HP4284A 阻

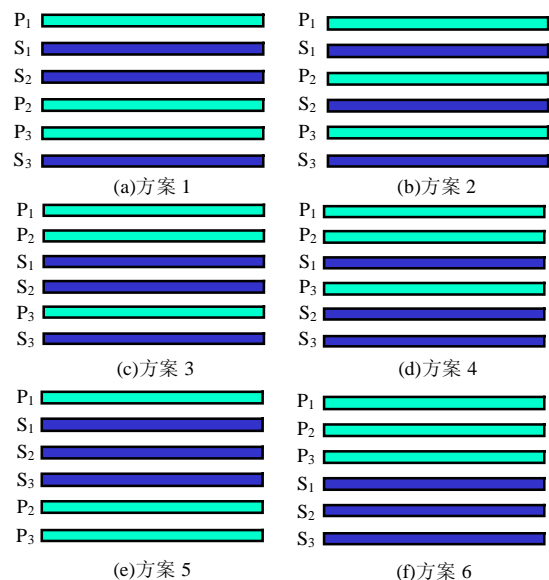


图 12 实验用绕组布置图

Fig. 12 Windings arrangements for testing

抗测试仪得到6种方案的短路电阻见表1。根据测试结果可知节2.1中的绕组布置方法的有效性。

表1 实验结果
Tab.1 Experimental results

参数	方案1	方案2	方案3	方案4	方案5	方案6
短路电阻/mΩ	29.8	30.2	31.8	35.8	30.8	37.3

4 结论

本文针对平面变压器中,经常使用并联绕组而出现电流在各并联绕组中不均分的问题。利用绕组布置结构上的对称性和并联绕组两端电压相等的原理。推导得到在所有偶数层中,电流在各并联绕组中均分的绕组布置方法。电磁场有限元仿真和实验结果证实了此方法的正确性和有效性。

参考文献

- [1] 钱照明,何湘宁. 电力电子技术及其应用的最新发展(一)[J]. 中国电机工程学报, 1997, 17(6): 361-366.
Qian Zhaoming, He Xiangning. The recent developments of power electronics and its applications(1)[J]. Proceedings of the CSEE, 1997, 17(6): 361-366.
- [2] 钱照明,董伯藩,何湘宁. 电力电子技术及其应用的最新发展(二)[J]. 中国电机工程学报, 1998, 18(3): 153-162.
Qian Zhaoming, Dong Bofan, He Xiangning. The recent developments of power electronics and its applications(2)[J]. Proceedings of the CSEE, 1998, 18(3): 153-162.
- [3] 梁小国,危建,阮新波. 一种新颖的交错并联正激三电平变换器[J]. 中国电机工程学报, 2004, 24(11): 139-143.
Liang Xiaoguo, Wei Jian, Ruan Xinbo. A novel interleaved three-level forward converter[J]. Proceedings of the CSEE, 2004, 24(11): 139-143.
- [4] 胡宗波,张波. 同步整流中 MOSFET 的双向导电性和整流损耗分析[J]. 中国电机工程学报, 2002, 22(3): 88-93.
Hu Zongbo, Zhang Bo. Study on bi-directional conductivity and power loss of power MOSFET in synchronous rectifier[J]. Proceedings of the CSEE, 2002, 22(3): 88-93.
- [5] 张海源,吴卉,邹祖冰,等. 同步整流下对称半桥倍流变换器的建模与分析[J]. 中国电机工程学报, 2003, 23(8): 66-70.
Zhang Haiyuan, Wu Hui, Zou Zubing *et al.* Modeling and analysis of symmetrical half bridge current-doubler converter with synchronous rectifier applied[J]. Proceedings of the CSEE, 2003, 23(8): 66-70.
- [6] Dai N, Lee F C. Edge effect analysis in a high-frequency transformer [C]. Proc. IEEE PESC, 1994: 850-855.
- [7] Ning Dai, Lee F C. High-frequency eddy-current effects in low-profile transformer windings[C]. Proc. IEEE PESC, 1997: 641-647.
- [8] Dai N, Lofti A W, Skutt C *et al.* A comparative study of high-frequency, low-profile planar transformer technologies[C]. Proc. IEEE APEC, 1994: 226-232.
- [9] Skutt G, Lee F C, Ridley R *et al.* Leakage inductance and termination effects in a high-power planar magnetic structure[C]. Proc. IEEE APEC, 1994: 295-301.
- [10] Dai N, Lee F C. An algorithm of high-density low-profile transformers optimization[C]. in Proc. IEEE APEC, 1997: 918-924.
- [11] Ning Dai, Lee F C. Design of a high density low-profile transformer [C]. Proc. IEEE APEC, 1996: 434-440.
- [12] Linde V D, Boon D, Klaassens C A M *et al.* Design of a high-frequency planar power transformer in multilayer technology [J]. IEEE Transaction on Industrial Electronics, 1991, 38(2): 135-141.
- [13] Hu Yuequan, Cheng D K W, Yim Shu Lee. New fabrication method for planar multilayer windings used in low-profile magnetic components [J]. IEEE Transaction on Magnetics, 1999, 35(2): 1055-1059.
- [14] Shen Wang, De Rooij M A, Odendaal W G *et al.* Reduction of high-frequency conduction losses using a planar Litz structure [C]. Proc. IEEE PESC, 2003: 887-891.
- [15] Prieto R, Garcia O, Asensi R *et al.* Optimizing the performance of planar transformers[C]. Proc. IEEE APEC, 1996: 415-421.
- [16] Prieto R, Cobos J A, Garía O *et al.* Interleaving techniques in magnetic components[C]. Proc. IEEE APEC, 1997: 931-936.
- [17] Prieto R, Cobos J A, Garía O *et al.* Using parallel windings in planar magnetic components[C]. Proc. IEEE PESC, 2001: 2055-2060.
- [18] 旷建军. 平面变压器 PCB 板绕组的损耗分析、计算与设计优化 [D]. 福州: 福州大学, 2002.
Kuang Jianjun. Loss analysis, calculation and optimization for PCB windings in planar transformer[D]. Fu Zhou: Fu Zhou University, 2002.
- [19] Dowell P. Effect of eddy currents in transformer windings[J]. Proc. IEE, 1966, 113 (8): 1387-1394.

收稿日期: 2005-01-18。

作者简介:

旷建军(1969-),男,博士研究生,主要从事电力电子中的磁技术;

阮新波(1970-),男,博士,教授、博士生导师,研究方向为高频软开关直-直变换器、高频软开关逆变器、变换器的建模分析和电力电子集成系统;

任小永(1979-),男,硕士研究生,主要从事低压大电流 DC/DC 模块电源的研究。